

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 06-013956

(43)Date of publication of application : 21.01.1994

(51)Int.Cl.

H04B 7/26
H04B 17/00

(21)Application number : 04-171363

(71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(22)Date of filing : 29.06.1992

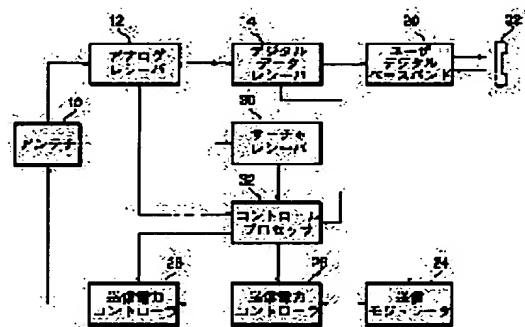
(72)Inventor : MURAI HIDESHI
TAKANO MICHIAKI

(54) TRANSMISSION POWER CONTROLLER IN MOBILE COMMUNICATION AND ITS SYSTEM

(57)Abstract:

PURPOSE: To increase the capacity of the system by implementing accurate transmission power control at a mobile set side.

CONSTITUTION: A control processor 32 detects received power and the reception power is calculated from a strength of a pilot signal fed from a searcher receiver 30 in this case. Thus, the signal strength of a transmission signal from a base station from which a mobile set is communicated is accurately detected. Furthermore, a fading speed is estimated from a change in the received power thereby controlling an averaging time in a transmission power controller 28. Thus, the system copes even with a change in the fading speed and the optimum averaging time is always obtained. Then an electric field median strength is always detected without causing a response delay and accurate transmission power control is attained.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 16.05.1996

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 2991862

[Date of registration] 15.10.1999

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19)日本国特許庁(JP)

(12)公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-13956

(43)公開日 平成6年(1994)1月21日

(51)Int.Cl.⁵

H 0 4 B 7/26
17/00

識別記号

1 0 2

庁内整理番号

9297-5K

G 7170-5K

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数7(全25頁)

(21)出願番号 特願平4-171363

(22)出願日 平成4年(1992)6月29日

(71)出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72)発明者 村井 英志

神奈川県鎌倉市大船五丁目1番1号 三菱

電機株式会社通信システム研究所内

(72)発明者 ▲高▼野 道明

神奈川県鎌倉市大船五丁目1番1号 三菱

電機株式会社通信システム研究所内

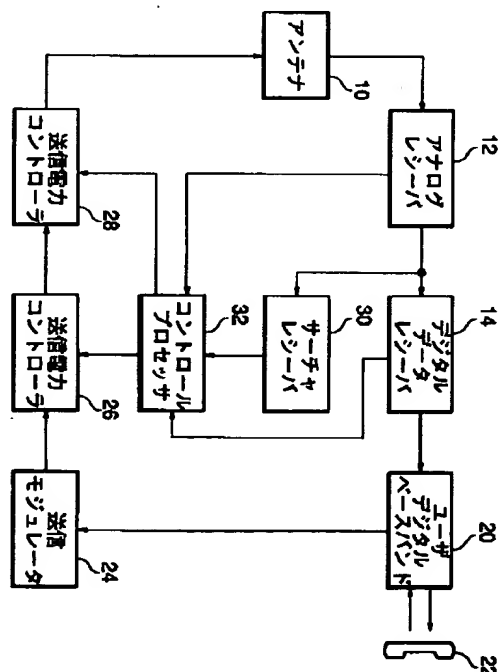
(74)代理人 弁理士 金山 敏彦 (外2名)

(54)【発明の名称】 移動体通信における送信電力制御装置およびシステム

(57)【要約】

【目的】 移動機側における正確な送信電力コントロールを行いシステムの容量を増大する。

【構成】 コントロールプロセッサ32が受信電力を検出するが、この際にサーチャレシバ30から供給されるパイロット信号の信号強度から受信電力を算出する。従って、自己が通信している基地局からの送信信号の信号強度を正確に検出することができる。また、受信電力の変化から、フェージング速度を推定し、これによって送信電力コントローラ28における平均化時間を制御する。これによって、フェージング速度の変化にも対処することができ常に最適の平均化時間とすることができる。そこで、応答遅れを生ずることなく電界中央値を常に検出することができ、正確な送信電力制御を行うことができる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 受信信号の中から基地局ごとのパイロット信号を抽出すると共に、抽出したパイロット信号の信号レベルを検出するサーチチャレシーバと、このサーチチャレシーバからの信号レベルに応じて送信電力を制御する送信電力制御手段と、を有することを特徴とする移動体通信における送信電力制御装置。

【請求項2】 受信信号の信号レベルを検出するレベル検出手段と、検出された受信信号の信号レベルを所定の平均化時間で平均処理し平均受信信号レベルを得る平均化手段と、得られた平均信号レベルに応じて、送信電力を制御する送信電力制御手段と、受信信号の信号レベルの変化からフェージング速度を検出するフェージング速度検出手段と、得られたフェージング速度に応じて上記平均化時間を変更する平均化時間制御手段と、を有することを特徴とする移動体通信における送信電力制御装置。

【請求項3】 受信信号の信号レベルを検出するレベル検出手段と、得られた受信信号の信号レベルの履歴を記憶する履歴記憶手段と、記憶されている履歴から所定時間後の受信信号の信号レベルを予測する予測手段と、予測される信号レベルに応じて、信号送信側における送信電力制御についての電力制御コマンドを作成する作成手段と、作成された電力制御コマンドを送信する送信手段と、を有することを特徴とする移動体通信における送信電力制御装置。

【請求項4】 請求項3記載の装置において、上記予測手段は、記憶されている履歴の内容から線形予測により予測を行うことを特徴とする移動体通信における送信電力制御装置。

【請求項5】 請求項2記載の装置において、上記フェージング速度検出手段は、受信信号レベルの変化状態を調べ、受信信号レベルが所定時間内に一定値と交差する回数に基づいて検出することを特徴とする移動体通信における送信電力制御装置。

【請求項6】 受信信号の中からパイロット信号を抽出すると共に、抽出したパイロット信号の信号レベルを検出するサーチチャレシーバと、このサーチチャレシーバからの信号レベルを所定の平均化時間で平均処理し、平均信号レベルを得る平均化手段と、得られた平均信号レベルに応じて、送信電力を制御する送信電力制御手段と、サーチチャレシーバからの信号レベルの変化からフェージ

ング速度を検出するフェージング速度検出手段と、得られたフェージング速度に応じて上記平均化時間を変更する平均化時間制御手段と、を有することを特徴とする移動体通信における送信電力制御装置。

【請求項7】 基地局と移動体との間の移動体通信における移動体側の送信電力を制御する送信電力制御システムであって、基地局側は、

- 10 移動体から送られてくる電波の受信信号レベルを検出する信号レベル検出手段と、得られた受信信号の信号レベルの履歴を記憶する履歴記憶手段と、記憶されている履歴から所定時間後の受信信号の信号レベルを予測する予測手段と、予測される信号レベルに応じて、信号送信側における送信電力制御についての電力制御コマンドを作成する作成手段と、作成された電力制御コマンドを送信する送信手段と、
- 20 を有し、移動体側は、受信信号の中からパイロット信号を抽出すると共に、抽出したパイロット信号の信号レベルを検出するサーチチャレシーバと、このサーチチャレシーバからの信号レベルを所定の平均化時間で平均処理し、平均信号レベルを得る平均化手段と、平均信号レベルに応じて、送信電力を決定すると共に、電力送信コマンドに応じて、決定された送信電力を変更する送信電力制御手段と、
- 30 を有することを特徴とする移動体通信における送信電力制御システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、CDMA（符号分割多元接続）方式による移動体通信における送信電力制御に関する。

【0002】

【従来の技術】近年の電子通信技術の進歩に伴い、自動車電話、携帯電話等の移動体通信が広く普及してきている。そして、この移動体通信の分野においても、デジタル通信が検討され、各種の通信方式が検討されている。このような方式の1つとしてCDMA（符号分割多元接続）方式があり、同一周波数範囲に複数の移動体を割当てられること、秘密保持が容易であることなどの特徴を持つことから注目を集めている。

【0003】このCDMA方式（特に、直接拡散スペクトル拡散：DS/SSを用いるCDMA方式）では、通常の電波通信を行う送信機、受信機、変復調装置の他に、PN符号などによりスペクトル拡散を行う拡散手段

が必要であり、PN符号を逆拡散するための逆拡散手段が必要である。

【0004】そして、CDMA方式では、同一周波数帯域にある複数の拡散信号の中から特定の符号でスペクトル拡散されている信号を取り出し、復調する必要がある。CDMAシステムにおいて、基地局から移動体への伝送（フォワードリンク）では、移動体が基地局を識別できるように、基地局毎に異なる位相シフトを有する擬似ランダム符号を拡散符号としており、また各チャネルは直交関数（相互相関が0の関数）により多重化されて伝送される。その中にはパイロット信号も含まれており、移動体はこのパイロット信号を初期捕捉・同期のために用いる。

【0005】また移動体から基地局への伝送（リバースリンク）では、オフセットのない擬似ランダム符号と、ユーザ毎に指定された擬似ランダム符号とを連設したものを拡散符号としている。各移動体は、基地局との距離がまちまちであるため、基地局において全ての移動体の送信信号同士の同期を取ることは困難であり、各移動体間の直交性を維持することは不可能である。拡散符号は、このような点も考慮して決定されているため、単に重なり合う位置がシフトしただけであれば相互干渉は十分小さい。ところが、このような干渉だけでなく、基地局における移動体からの受信電力に大きな違いがあると、小さい受信電力であった移動体にとって、大きな受信電力であった移動体の電力が大きな干渉を与えることとなる。このような状況においても、各移動体からの受信電力の強度が一定となるようにするための送信電力制御手段を有している。

【0006】ここで、移動体通信における受信電力の変化には、電波伝搬経路の距離に基づくロス（パスロス）や伝搬経路に存在するビル等の電波遮蔽物に伴うロス（シャドウイング）等の移動体側、基地局側で同じものと、レイリーフェージングなどに起因する移動体側と基地局側では異なるものがある。

【0007】移動体側と基地局側で同一の強度変化を生じるものについては、移動体において基地局からの送信電波の受信電力強度を計測し、これをレイリーフェージングの影響を除去できる位の時間で平均して平均化中央値を検出し、これに基づいて送信電波強度を制御することにより、基地局における受信電波強度を一定値に近づけている（これをオープンループ制御と呼ぶ）。具体的には、受信機の入力段にあるIF信号（受信した無線周波数信号（RF信号）をダウンコンバートした中間周波数信号）のAGC回路（後段への過大な信号の入力を避けるため、入力信号強度に応じてアンプのゲインを制御する回路）のゲインについての信号と、バンドパスフィルタ（所望の周波数帯域のみを通過させるフィルタ）通過後の信号周波数帯域の信号強度から受信電力を検出し、これに応じて送信電力を制御している。

【0008】一方、移動体がビルの影から抜け出した時のように受信電力が急激に増大する場合があります、この場合には他の通信に大きな影響が出るため送信電力を速やかに減少させなければならない。そこで、このような場合に対処すべく、受信電力の増大に対しては上述の中央値を求めるための平均化時間を短く設定している。すなわち、送信電力の減少（受信電力の増大）に対しては、平均化時間を短く、送信電力の増大（受信電力の減少）に対しては平均化時間を長く設定し、オープンループの送信電力制御を行っている。

10

【0009】一方、レイリーフェージングなど移動体側と基地局側で電界強度が異なるものについては、オープンループ制御では対応することはできない。そこで、これに対処するために、基地局において各移動局からの受信電界強度を検出し、この受信電界強度に基づき、移動局側に送信電力を補正するためのコマンド（電力制御コマンド）を移動局に送る。そして、移動体が、この電力制御コマンドに基づいて、送信電力を制御することにより、基地局での受信電界強度を所望のものとしている（これをクローズドループ制御と呼ぶ）。電力制御コマンドは電力を上げるか下げるかを指令するもので、1. 25 msecに1回送信される。また、1回の制御で±1 dB程度の制御をオープンループ電力制御のまわりで行っている。

20

【0010】このような送信電力制御を行うことにより、基地局における各移動体からの受信信号の強度を同等のものとして、これらの干渉を減少することができ。そこで、より多くの移動体との通信が可能となり、システムの容量を最大化することができる。

30

【0011】なお、CDMA方式の移動体側、基地局側（セルサイト）の送受信設備や従来の送信電力制御については、例えば米国特許5, 103, 459号公報や国際公開公報WO 91/07037号公報等に示されている。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、従来の送信電力制御にあつては、次のような問題点があった。

40

（A）受信電力には、他の基地局からの送信信号も含まれており、特に基地局の管轄範囲（セル）の境界近辺では、他の基地局からの送信信号強度が大きくなっている。そこで、対象とする基地局に対する送信電力制御が不適切なものとなってしまう。なお、理論的には、クローズドループ制御によって、これを解消できるはずであるが、前述の様に電力制御コマンドによる1回のコマンドにより変更される電力量は限定されているため、補正限界を越える可能性がある。

50

【0013】（B）レイリーフェージングは移動体の速度によって異なるため、フェージングの速度によっては、平均時間が短すぎオープンループの送信電力制御がレイリーフェージングに追従してしまう可能性がある。

5

なお、平均時間を長くし過ぎると、フェージング中央値の変化に追従できなくなる。

【0014】(C)電力制御コマンドは、フォワードリンクにおける通常の通信データ中に挿入され、平均的に1.25msecに1回送られるが、その挿入位置(送るタイミング)はランダム化されている。また、リバースリンクにおいて無音期間では移動体は連続的に送信を行うのではなくパースト的な送信を行い、この送信タイミングもランダム化されている。例えば、20msecのフレームにおいて、1.25msec単位のスロットが16ヶ所存在するが、フルレートの場合は16ヶ所全てのスロットを送信し、1/2レートの場合、16ヶ所のうち8ヶ所にスロットを送信する。そしてそのスロットの位相はランダム化される。なお、伝送レートには、フルレート、1/2レート、1/4レート、1/8レートがある。このため、基地局が移動体からの受信電力を認識し、移動体に電力制御コマンドが受信されるまでの時間が変動する。そこで、電力制御コマンドに応じた送信電力制御が行われる時間は一定でなく、制御のタイミングがずれてしまい、正確な送信電力制御が行えない場合がある。特に、フェージング速度が早い場合には、この問題が大きくなる。

【0015】本発明は、上記課題に鑑みなされたものであり、移動体の状況に適応して好適な送信電力制御が行える移動体通信における送信電力制御装置およびそのシステムを提供することを目的とする。

【0016】

【課題を解決するための手段】本発明に係る移動体通信における送信電力制御装置は、受信信号の中から基地局ごとのパイロット信号を抽出すると共に、抽出したパイロット信号の信号レベルを検出するサーチレシーバと、このサーチレシーバからの信号レベルに応じて送信電力を制御する送信電力制御手段と、を有することを特徴とする。

【0017】また、受信信号の信号レベルを検出するレベル検出手段と、検出された受信信号の信号レベルを所定の平均化時間で平均処理し平均受信信号レベルを得る平均化手段と、得られた平均信号レベルに応じて、送信電力を制御する送信電力制御手段と、受信信号の信号レベルの変化からフェージング速度を検出するフェージング速度検出手段と、得られたフェージング速度に応じて上記平均化時間を変更する平均化時間制御手段と、を有することを特徴とする。

【0018】また、受信信号の信号レベルを検出するレベル検出手段と、得られた受信信号の信号レベルの履歴を記憶する履歴記憶手段と、記憶されている履歴から所定時間後の受信信号の信号レベルを予測する予測手段と、予測される信号レベルに応じて、信号送信側における送信電力制御についての電力制御コマンドを作成する作成手段と、作成された電力制御コマンドを送信する送

6

信手段と、を有することを特徴とする。

【0019】また、上記予測手段は、記憶されている履歴の内容から線形予測により予測を行うことを特徴とする。

【0020】また、上記フェージング速度検出手段は、受信信号レベルの変化状態を調べ、受信信号レベルが所定時間内に一定値と交差する回数に基づいて検出することを特徴とする。

【0021】また、受信信号の中からパイロット信号を抽出すると共に、抽出したパイロット信号の信号レベルを検出するサーチレシーバと、このサーチレシーバからの信号レベルを所定の平均化時間で平均処理し、平均信号レベルを得る平均化手段と、得られた平均信号レベルに応じて、送信電力を制御する送信電力制御手段と、サーチレシーバからの信号レベルの変化からフェージング速度を検出するフェージング速度検出手段と、得られたフェージング速度に応じて上記平均化時間を変更する平均化時間制御手段と、を有することを特徴とする。

【0022】また、本発明は、基地局と移動体との間の移動体通信における移動体側の送信電力を制御する送信電力制御システムであって、基地局側は、移動体から送られてくる電波の受信信号レベルを検出する信号レベル検出手段と、得られた受信信号の信号レベルの履歴を記憶する履歴記憶手段と、記憶されている履歴から所定時間後の受信信号の信号レベルを予測する予測手段と、予測される信号レベルに応じて、信号送信側における送信電力制御についての電力制御コマンドを作成する作成手段と、作成された電力制御コマンドを送信する送信手段と、を有し、移動体側は、受信信号の中からパイロット信号を抽出すると共に、抽出したパイロット信号の信号レベルを検出するサーチレシーバと、このサーチレシーバからの信号レベルを所定の平均化時間で平均処理し、平均信号レベルを得る平均化手段と、平均信号レベルに応じて、送信電力を決定すると共に、電力送信コマンドに応じて、決定された送信電力を変更する送信電力制御手段と、を有することを特徴とする。

【0023】

【作用】このように、本発明によれば、パイロット信号を用いて、受信電力を検出するため、自局の基地局のみの受信信号電力に対して、送信電力を制御することができ、適切な電力制御を行うことができる。また、フェージング速度を推定し、このフェージング速度に応じて受信信号電力の平均する時間を決定するため、常に適切な時間で平均をすることができ、フェージングの電界中央値を推定することができる。このため、オープンループの制御が適切に行なえ、システムの干渉の増大を招くことなく送信電力を増大することができる。また、システムの干渉を増大させることなく、自局の伝送特性の劣化を防止することができる。

【0024】さらに、基地局側においては、基地局において受信する移動体からの電波の未来の状況を予測し、電力制御コマンドを送信するため、この電力制御コマンドに応じて送信電力を制御することにより、基地局側における受信電力の制御を正確なものとして行うことができる。そして、このような結果、送信電力制御が正確となり、伝送特性の向上並びに回線容量の増大が達成される。

【0025】

【実施例】以下、本発明の実施例について、図面に基づいて説明する。

【0026】移動体側の構成

図1は、本発明に係る送信制御装置が適用されている移動機の全体構成を示すブロック図である。図において、アンテナ10は、少なくとも通信に用いられている周波数を含む電波を受信するものである。このアンテナ10にはアナログレシーバ12が接続されており、アナログレシーバ12は受信電波を中間周波数に変換（ダウンコンバート）し、IF信号を得ると共に、所定周波数の信号を帯域のみ選択する。また、AGC手段によって、出力するIF信号の信号レベルを一定となる様に制御を行う。アナログレシーバ12には、デジタルデータレシーバ14が接続されており、デジタルデータレシーバ14はアナログ信号のデジタルデータへの変換、同期検波、スペクトル逆拡散等の処理を行う。デジタルデータレシーバ14にはユーザデジタルベースバンド回路20が接続されており、ユーザデジタルベースバンド回路20は、データ復調等を行い、音声信号などのインターフェースを通して、オーディオ信号を得る。そして、このオーディオ信号が、ハンドセット22に供給され、オーディオ信号の再生が行われる。すなわち、ハンドセット22のスピーカから受信した音声出力される。

【0027】一方、ハンドセット22はマイクロホンも設けられており、音声信号はオーディオ信号としてユーザデジタルベースバンド回路20に供給される。ユーザデジタルベースバンド回路20では音声符号化などのインターフェースを通し、送信モジュレータ24に接続され、ここでA/D変換、変調（例えば、QPSK変調等）、スペクトル拡散（例えば、PN符号による直接拡散）等の処理が行われる。そして、送信モジュレータ24には、送信電力コントローラ26、28が直列接続されており、ここで所定のゲインの増幅処理が行われ、アンテナ10より送信される（通常は、アップコンバートされた後、送信される）。

【0028】パイロット信号の利用

また、アナログレシーバ12には、サーチレシーバ30が接続されており、ここで受信信号中に含まれるパイロット信号を抽出し、この信号強度を検出する。このパイロット信号は、移動局における基地局の初期捕捉等に用いるための信号であり、各基地局で同一の符号が用い

られているが、異なるシフト量の符号を与えているため、これに基づいて識別が可能となる。また、このパイロット信号はウォルシュ関数により通信データ等に多重化されており、通常W0（No. 0のウォルシュ関数）が割り当てられる。そこで、アダマールフィルタによってパイロット信号を抽出することができ、この信号レベルを知ることができる。ここでのパイロットレベルの測定は、パスダイバーシチを用いて行っている。これは、移動体通信において、しばしば多重伝送遅延に起因する周波数選択性フェージングを、拡散符号の分解能で分離し、その分離したレベルの大きいものにはより大きな重み付けを行って、時間を合わせて合成する技術である。このパスダイバーシチを用いることにより、精度の高いパイロットレベルの測定ができる。そして、サーチレシーバ30は複数の基地局からのパイロット信号の信号レベルを比較し、基地局の変更のための信号などを生成する。

【0029】本実施例においては、サーチレシーバ30には、コントロールプロセッサ32が接続されており、ここにパイロット信号のレベルについての信号が供給される。また、このコントロールプロセッサ32には、アナログレシーバ12からのAGCのゲインについての信号と、デジタルデータレシーバ14からの電力制御コマンドについての信号も供給されている。

【0030】そして、コントロールプロセッサ32は、アナログレシーバ12からのAGCゲインと、サーチレシーバ30からのパイロット信号のレベルの両方から受信したパイロット信号のレベルを知る。そして、コントロールプロセッサ32は得られた受信強度からアナログのレベル制御信号を生成し、これによって送信電力コントローラ28における出力信号の電力を制御する。また、コントロールプロセッサ32は、デジタルデータレシーバ14から供給される電力制御コマンドから基地局側から送られてくる送信電力制御についての内容を知り、これに応じて、送信電力コントローラ26を制御する。このようにしてコントロールプロセッサ32により、オープンループおよびクローズドループの送信電力制御を行うことができる。

【0031】送信電力制御のための構成

図2に、送信電力制御のための部材を示す。このようにアナログレシーバ12は、ダウンコンバータ12a、バンドパスフィルタ12b、IFアンプ12c、AGCディテクタ12dからなっている。そこで、アンテナ10から供給されるRF信号は、ダウンコンバータでIF信号に変換され、バンドパスフィルタ12bにより通信に利用されている周波数帯域の信号が選択される。バンドパスフィルタ12bの出力は、IFアンプ12cによりほぼ一定のレベルのIF信号とされてデジタルデータレシーバ14のA/D変換器に供給される。また、IFアンプの出力レベルを制御するためにAGCディテクタ12

9

dが設けられており、このAGCディテクタ12dがIFアンプ12cの出力レベルを検出し、これに応じてIFアンプ12cのゲインをフィードバック制御している。

【0032】そして、このAGCディテクタ12dは、フィードバックするゲインについての信号をコントロールプロセッサ32に供給する。そこで、コントロールプロセッサ32はサーチャレシバ30から供給されるパイロット信号のレベルとAGCゲインについての信号の両方から受信したパイロット信号のレベルを認識することができる。特に、このパイロット信号のレベルは、上述のようにサーチャレシバ30において基地局ごとに分離して認識される。そこで、ここで得られる受信電力は、他の基地局からの信号を除外したものであり、通信を行っている基地局からの信号の受信電力を正確に知ることができる。従って、複数の基地局のからの信号のレベルが大きくなるセル（1つの基地局が管轄するエリア）の境界付近であっても、対象となる基地局からの受信信号レベルの正確な検出が行え、この検出結果と望ましい移動局レベルとの差の信号を送信電力コントローラに供給することにより、好適な送信電力制御を行うことができる。

【0033】コントロールプロセッサ32は、得られた受信電力に応じて送信電力コントローラ28を制御するが、この送信電力コントローラ28はIFアンプ28aとこのゲインをコントロールするゲインコントローラ28bからなっている。そして、コントロールプロセッサ32から供給されるゲイン制御信号に基づき、ゲインコントローラ28bがIFアンプ28aのゲインをコントロールする。

【0034】ここで、本実施例においては、コントロールプロセッサ32はゲイン制御信号の他に、時定数制御信号もゲインコントローラ28bに供給する。そして、ゲインコントローラ28bは、図3に示すように、可変抵抗R1、R2と、ダイオードD1、D2と、コンデンサCを有している。また、可変抵抗R1とダイオードD1の直列接続と、可変抵抗R2とダイオードD2の直列接続とが並列に接続されており、可変抵抗R1R2にゲインコントロール信号が入力され、ダイオードD1、D2がコンデンサCおよびIFアンプ28のゲイン制御端に接続されている。そこで、ゲイン制御信号の電位が増加する際にはR1、Cの値によって定まる時定数でIFアンプ28のゲインを制御する信号の電位が上昇し、ゲイン制御信号の電位が減少する際にはR2、Cの値によって定まる時定数でIFアンプ28のゲインを制御する信号の電位が降下する。このため、R1とR2の値を異なるものにすることによって、ゲイン制御信号に対する送信電力の応答を異なるものにできる。電力増大方向の時定数R1Cは、電力減少方向の時定数R2Cより大きく設定される。例えばR1=10R2と設定される。

10

【0035】さらに、可変抵抗R1、R2は上記の関係を維持したまま、時定数制御信号により、その抵抗値が変更可能になっている。そこで、コントロールプロセッサ32からの指令のより、受信電力に対する応答の早さを変更できる。そして、本実施例では、コントロールプロセッサ32は、受信電力の変化からフェージング速度を検出し、これに応じて、R1、R2の抵抗値を変更して、この回路における時定数を変更し、ゲイン制御信号に対する送信電力コントローラ28の応答を制御する。

10 【0036】フェージング速度の検出

そこで、コントロールプロセッサ32におけるフェージング検出の動作について図4に基づいて説明する。

【0037】まず、レベル交差回数カウンタの初期化（リセット）をすると共に、カウント周期を規定するタイマーの動作を開始する（S1）。そして、入力されてくる受信電力についての値 x_n を入力し、前回の値 x_{n-1} < プリセットレベル、かつ $x_n \geq$ プリセットレベルかを判定する（S3）。すなわち、予め決定されているプリセットレベル未満の値から以上の値に変化したか否かを判定することによりレベル交差があったか否かを判定する。そして、YESであれば、レベル交差回数カウンタの値をインクリメント（1加算）する（S4）。一方、S3において交差していなかった場合には、このS4を迂回する。次に、タイマーが切れたか否か（タイマーの値をチェックし、1回のカウント周期が経過したか）を判定し（S5）、切れていなかった場合には、S2に戻りレベル交差のカウントを繰り返す。なお受信レベル x_n は、パイロットレベルを1msec位平均化したものであり、また、タイマーの期間は、例えば、1秒に設定すれば良い。

【0038】このようにして、所定時間内におけるレベル交差の回数がカウントされるため、次に最大ドップラ周波数 f_d を求める（S6）。この最大ドップラ周波数は、レベルの交差カウント値 $\times \pi^{1/2} e^{-1/2}$ によって求める。これは、自動車等の相当速度で走行する移動体におけるフェージングでは、フェージング速度が最大ドップラ周波数に対応する場合が多く、レベル交差回数と最大ドップラ周波数に上述の関係があることが知られているからである。なお、これについては、例えば（社）電子情報通信学会、昭和61年140月1日発行「移動通信の基礎」などに示されている。

【0039】そして、求められた最大ドップラ周波数 f_d からフェージングの中央値を求めるのに適した平均化時間Tを決定する。例えば、 $T = N / f_d$ という式によって決定すれば良い。ここで、Nは、定数であり、36位が適していると言われている。このようにして、平均化時間Tが求められた場合には、これに応じてテーブルより時定数制御信号を求めこれを出力する（S8）。

【0040】すなわち、図3における可変抵抗R1、R2の値を $R1 = T / C$ 、 $R2 = T / 10C$ に従って変更

11

し、この回路の時定数をゲイン制御信号が時間Tをもって平均されるようにする。移動体の移動速度が緩慢な場合は平均時間が長くなり過ぎるので上限を設ける（例えば10秒）。そして、このようにして時定数が設定された回路により平均されたゲイン制御信号によってIFアンプ28aのゲインを制御する。

【0041】このように、本実施例では、フェージング周波数（最大ドップラ周波数）を求め、これに応じて平均化時間Tを変更するため、常に平均化時間Tを最適のものとする事ができる。そこで、平均化時間が短すぎ、オープンループの送信電力制御がフェージングに追従してしまうことを防止でき、またかつフェージング速度が速い時には、平均化時間を短くして、オープンループの送信電力制御の応答の早いものとする事ができる。なお、上述の例では、フェージング速度として最大ドップラ周波数を用いたが、他のフェージングであってもそのフェージング速度を検出することができれば、これに応じて平均化時間を制御することができる。さらに、コントロールプロセッサ32は、受信電力をパイロット信号のレベルから検出したが、これに限らず、アナログレシーバから出力されるIF信号のレベルによって受信電力を検出することもできる。

【0042】基地局側の構成

次に、基地局側の通信装置の構成について、図5に基づいて説明する。アンテナ40には、アナログレシーバ42が接続されており、この受信電波がアナログレシーバ42に供給され、IF信号が出力される。アナログレシーバ42からのIF信号はモバイルユニット「N」

（モバイルユニットは、通信を行う移動体の数に対応して設けられており、Nは、その中の1つを特定する符号である）のデジタルデータレシーバ44に供給される。そして、デジタルデータレシーバ44から出力される逆拡散等の処理を受けた信号は、ユーザデジタルベースバンド回路46を介し交換器に供給される。

【0043】また、交換器からの信号は、ユーザデジタルベースバンド回路46から送信モジュレータ48に供給され、ここで変調、スペクトル拡散等の処理を受ける。送信モジュレータ48から出力される送信信号は、加算器50において他の送信モジュレータからの信号と多重化され、加算器52においてパイロット信号発生器54からのパイロット信号が多重化された後アンテナ40に供給されここより送信される。そして、基地局側においては、クロズドループ電力制御プロセッサ56が設けられており、デジタルデータレシーバ44から供給される移動局についての受信信号レベルから、その移動局が送信を行う際に使用すべき送信電力を計算し、電力制御コマンドを作成する。そして、クロズドループ電力制御プロセッサ56は、この電力制御コマンドを送信モジュレータ48に供給し、送信モジュレータ48が電力制御コマンドを送信信号中に挿入する。

12

【0044】ここで、デジタルデータレシーバ44の構成を図6に示す。このようにアナログレシーバ42からのIF信号が入力されるA/Dコンバータ62と、所定のPN符号を発生するPN発生器64と、このPN発生器64から供給されるPN符号との相関を行なうPN相関器66と、PN相関器66から出力される相関信号をアダマール変換し、ウォルシュ符号化を解くアダマール変換フィルタ68と、データの復調を行うユーザデコーダ70からなっている。そして、アナログレシーバ42より供給されるIF信号は、A/Dコンバータ62によってデジタルデータに変換され、PN相関器66に供給される。このPN相関器66はPN発生器64から供給されるモバイルユニット「N」が通信を行っている移動局に割り当てられたPN信号と受信信号の相関を求めるものである。すなわち、PN符号によってスペクトル拡散されていた信号の中から、特定のPN符号の相関信号を取り出し、スペクトル逆拡散を行う。これにより多元接続されていたデータからユーザチャネルは抽出される。次に、逆拡散して得られた信号は、アダマール変換フィルタ68によって、ウォルシュ符号化が解かれ、最大値から元のデータが得られる。このデータは、ユーザデコーダ70に供給される。ユーザデコーダ70は、送信側でたみ込み符号化したものに対する最ゆう復号を行い、ユーザデータを得る。またユーザデコーダ70は復号データレベルをシンボル単位で出力する。

【0045】そして、この復号データレベルは、クロズドループ電力制御プロセッサ56に供給され、ここにおいて電力制御コマンドを作成するのに利用される。

【0046】次に、図7にクロズドループ電力制御プロセッサ56の構成を示す。このように、復号データレベルは電力平均演算器80に供給され、ここで電力平均を計算する。電力平均は、周知のディジタル処理でスロット単位（1.25 msec）で行われる。そして、この電力平均演算器80からの出力はコンパレータ82において、基準電力レベルと比較される。また、復号データレベルはスレッシュホールド検出器84にも供給され、ここにおいて、所定のスレッシュホールド以下の電力値は0に置き換えられる。これは、移動局からの送信は1.25 msecのスロット単位でバースト的に行われる場合もあるため、送信がなされていなかった時のデータを取り込まないようにするためである。そして、このスレッシュホールド検出器84の出力は、バッファメモリ86に供給され、このバッファメモリ86において所定期間の復号データ電力レベルがシンボル単位で複数記憶される。そして、このバッファメモリ86の電力の履歴は、予測器88に供給され、予測器88は電力の履歴から所定時間先における受信電力の予測を行う。そして、この予測器88によって予測された受信電力の値はコンパレータ90に供給され、ここにおいて基準電力レベルと比較される。

13

【0047】そして、コンパレータ82とコンパレータ90の比較結果の信号はアンドゲート92を介して電力制御コマンド発生器94に供給される。従って、コンパレータ82、90の両者の比較結果に応じて電力制御コマンド発生器94が電力制御コマンドを生成する。すなわち、電力平均演算器80のスロット単位の電力値と、予測器88のシンボル単位の予測値が両者とも基準レベル以下の時、コンパレータ82、90の両者の出力は移動局送信電力を増加させるための信号となり、両者の出力がHとなり、アンドゲート92からHの信号が出力され、これによって電力制御コマンド発生器94が電力を増加させることのコマンドを作成する。移動機はこのコマンドをもとに送信電力を所定レベル増大させ、その移動局からの基地局での受信レベルは増大される。

【0048】受信電力の予測

次に、予測器88における予測について説明する。例えば、図8に示すように、受信電力Tが、時間tにより図のように変化したとする。この場合、時間 $t_0 \sim t_n$ のそれぞれの電力は $P_0 \sim P_n$ となる。

【0049】一方、電力制御コマンドは、上述のように、送信信号中にランダムに挿入されるため、移動機に向けて送信される時間が一定ではない。そこで、予測器88は、送信モジュレータ48から電力制御コマンド挿入のタイミングについての信号を貰い、これと移動機における制御遅延（移動機が電力制御コマンドを受信してから実際に電力制御が行われるまでの遅延時間）から作

【数1】

$$\begin{pmatrix} \gamma_{tp-t0} & \gamma_{tp-t1} & \gamma_{tp-t2} & \cdots & \gamma_{tp-tn-1} \\ \gamma_{tp-t1} & \gamma_{tp-t0} & \gamma_{tp-t1} & \cdots & \gamma_{tp-tn-2} \\ \gamma_{tp-t2} & \gamma_{tp-t1} & \gamma_{tp-t0} & \cdots & \gamma_{tp-tn-3} \\ \gamma_{tp-t3} & \gamma_{tp-t2} & \gamma_{tp-t1} & \cdots & \gamma_{tp-tn-4} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \gamma_{tp-tn-1} & \gamma_{tp-tn-2} & \gamma_{tp-tn-3} & \cdots & \gamma_{tp-t0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \alpha_4 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \alpha_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \gamma_3 \\ \gamma_4 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \gamma_n \end{pmatrix}$$

ここで、 γ_0 は時刻 $t_p - t_0$ のもの、 γ_1 は時刻 $t_p - t_1$ のもの、 \cdots 、 γ_{n-1} は時刻 $t_p - t_{n-1}$ のもの、 γ_n は時刻 $t_p - t_n$ のものを表す。

【0054】次に、算出された $\alpha_1 \sim \alpha_n$ に基づき、 $P_{tp} = \alpha_1 P_0 + \alpha_2 P_1 + \alpha_3 P_2 + \cdots + \alpha_n P_{n-1}$

より P_{tp} を計算する（S16）。このようにして所定の

14

*成した電力制御コマンドによって実際に制御される時間を判定する。すなわち、現在の時刻が t_n であり、実際の制御が行われるまでの時間が Δ であったとすれば、時刻 $t_n + \Delta = t_p$ における受信電力 P_{tp} を予測する。

【0050】次に、この予測について、図9のフローチャート図に基づいて説明する。まず、コマンド送信モジュレータ48におけるデータからコマンド送信タイミングを入力する（S11）。そして、このコマンド送信タイミングから移動器がこのコマンドによって送信電力を制御する時間（予測時間 t_p ）を決定する（S12）。

【0051】次に、線形予測によって、電力の予測をするために、相関係数を求める。（S13）。この例では、フェージングがレイリーフェージングであると仮定し、 $2\pi f_d (t_p - t_j)$ についてのベッセル関数を計算することによって相関係数 $\gamma(t_p - t_j)$ を計算する。

【0052】

$$\gamma(t_p - t_j) = J_0[2\pi f_d (t_p - t_j)]$$

ここで、 f_d は、最大ドップラ周波数あり、 t_j は $j = 0 \sim n$ の受信電力が得られる各時間を表している。そして、予測係数 $\alpha_1 \sim \alpha_n$ を決定し（S14）、予測誤差の自乗平均が最小となる予測係数 $\alpha_1 \sim \alpha_n$ を次式を解くことにより求める（S15）。

【0053】

【数1】

時刻 t_p における受信電力 P_{tp} を予測することができる。

【0055】従って、図7における予測器88は、この予測電力値をコンパレータ90に送る。

【0056】このように、その時の電力値と、予測による電力値の両方共に、電力増大になるときのみ電力増大を要求する電力制御コマンドを送信するのは、誤って電

力を増大した場合の悪影響の方が誤って減少した場合より大きいからである。なお、予測値のみの判断結果から電力制御コマンドを作成しても良い。

【0057】他の実施例

次に、図10に、本発明の変形例を示す。この例では、図1のものと比べ、デジタルデータレシーバ16、ダイバシティコンバイナ18が追加されている。このように、デジタルデータレシーバを2つ設けるのは、パスダイバシティ受信を達成するためであり、両者が異なるタイミングで同一のPN符号についてスペクトル逆拡散を行うことで、別の経路（パス）で到達した同一の信号を取り出すことができる。そして、2つのデジタルデータレシーバ14、16は、ダイバシティコンバイナ18に接続されており、ダイバシティコンバイナ18は、供給される2つの信号を同期をとって加算する。すなわち、経路差分に対応した到達時間の差を補償し同一位相で加算を行う。これによって、2つのパスで移動体に到達した信号を加算することができ、受信信号のエネルギーを増大させることができる。ここで、この加算は単純な加算ではなく、より確かな信号の方にウェイトを大きくする重み付け加算とすると良い。これによって、好適な信号エネルギーの増大化が図れる。

【0058】そして、本実施例では、ダイバシティコンバイナ18からの出力信号をコントロールプロセッサ32に入力している。そこで、このコントロールプロセッサ32は、重み付け加算された後の受信電力の変化から、フェージング速度を推定することができる。ただし、この場合、図4の最大ドップラーを求める式をダイバシティ受信を考慮した式に変型する必要がある。従って、より精度の高いフェージング速度の推定が行え、これに応じて送信電力コントローラ28における平均化時間の制御が行える。なお、この例では、コントロールプロセッサ32による送信電力コントローラ28におけるゲインの設定も、パスダイバシティコンバイナ18から供給される信号のエネルギーと、アナログレシーバ12から供給されるAGCゲインの2つから算出している。

【0059】図11は、基地局側においても、パスダイバシティ受信を行う例である。従って、デジタルデータレシーバ93、ダイバシティコンバイナ94が追加されている。そして、パスダイバシティ受信によるデータの復調が行われると共に、クローズドループ電力制御プロセッサ56において、重み付け加算が行われた後の相関信号から、フェージングを考慮した未来の受信電力を予測している。

【0060】なお、上述の実施例においては、フェージング速度として最大ドップラ周波数を用いたが、フェージング速度が推定できれば、他のフェージングにも適用することができる。さらに、電力の推定において、レイリーフェージングを前提にレッセル関数によって、相関係数を決定したが、他のフェージングであればそれに応

じた関数を用いれば良い。他の関数はテーブル等で与えてもよい。すなわち、電力スペクトルを求め、これをフーリエ変換することによって、相関係数を求める式を決定することができる。さらに、予測は線形予測でなくても、他の予測方法でも良い。

【0061】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、パイロット信号を用いて、受信電力を検出するため、自局の基地局のみの受信信号電力に対して、送信電力を制御することができ、適切な電力制御を行うことができる。また、フェージング速度を推定し、このフェージング速度に応じて受信信号電力の平均する時間を決定するため、常に適切な時間で平均をすることができ、フェージングの電界中央値を推定することができる。このため、オープンループの制御において誤りが少なく、システムの干渉の増大を招くことなく送信電力を増大させることができる。また、システムの干渉を増大させることなく、自局の伝送特性の劣化を防止することができる。

【0062】さらに、基地局側においては、基地局において受信する移動体からの電波の未来の状況を予測し、電力制御コマンドを送信するため、この電力制御コマンドに応じて送信電力を制御することにより、基地局側における受信電力の制御を正確なものとして行うことができる。そして、このような結果、送信電力制御が正確となり、伝送特性の向上並びに回線容量の増大が達成される。

【図面の簡単な説明】

【図1】移動器側の全体構成を示すブロック図である。

【図2】同実施例の電力制御に関わる部材についてのブロック図である。

【図3】送信電力コントローラ28におけるゲインコントロールの機構を示す回路図である。

【図4】フェージング速度推定の動作を説明するフローチャートである。

【図5】基地局側の全体構成を示すブロック図である。

【図6】同実施例のデジタルデータレシーバ44の詳細を示すブロック図である。

【図7】クローズド電力制御プロセッサ56の詳細を示すブロック図である。

【図8】受信電力の予測を示す説明図である。

【図9】受信電力の予測の動作を示すフローチャートである。

【図10】移動器側の他の実施例の構成を示すブロック図である。

【図11】基地局側の他の実施例の構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

12、42 アナログレシーバ

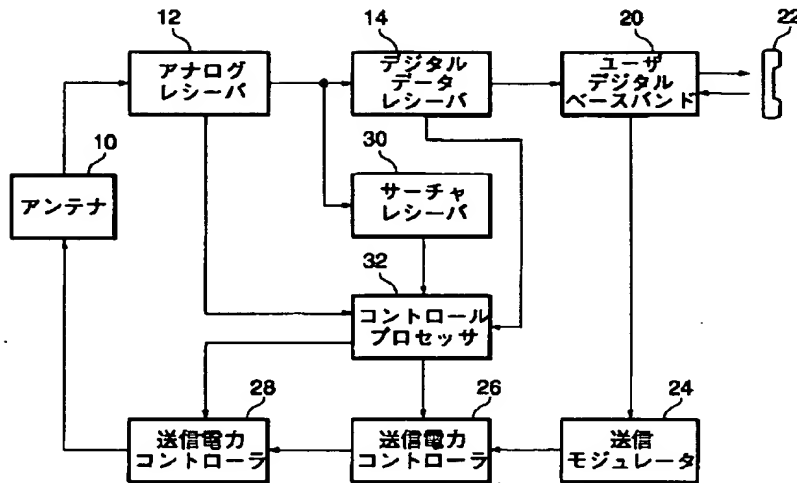
14、44 デジタルデータレシーバ

20、46 ユーザデジタルベースバンド回路

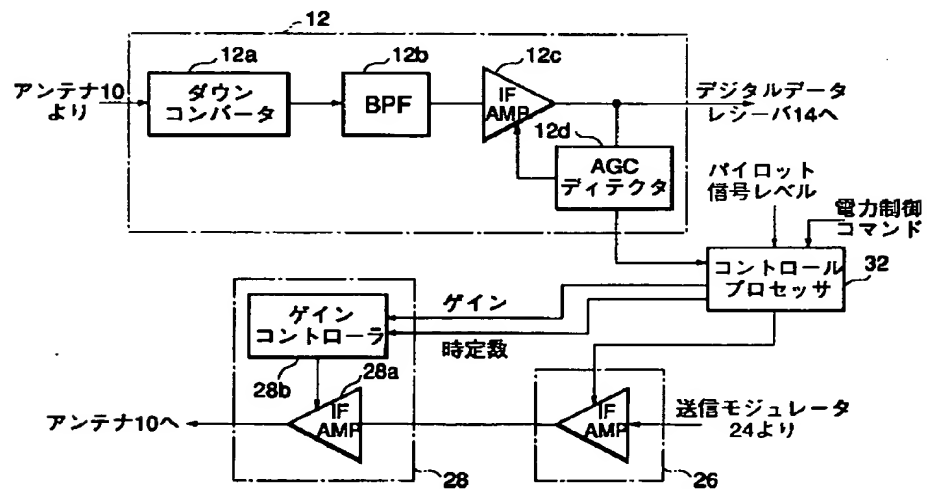
17
24、48 送信モジュレータ
26、28 送信電力コントローラ
30 サーチャレシーバ
32 コントロールプロセッサ

18
32 コントロールプロセッサ
56 クローズド電力制御プロセッサ

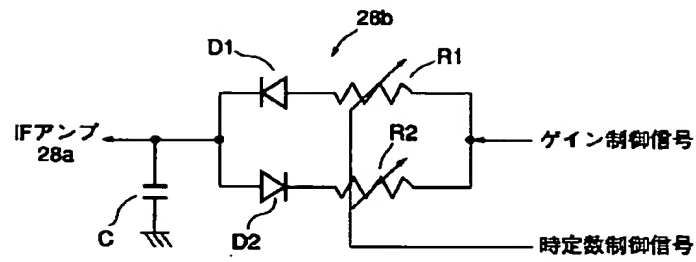
【図1】



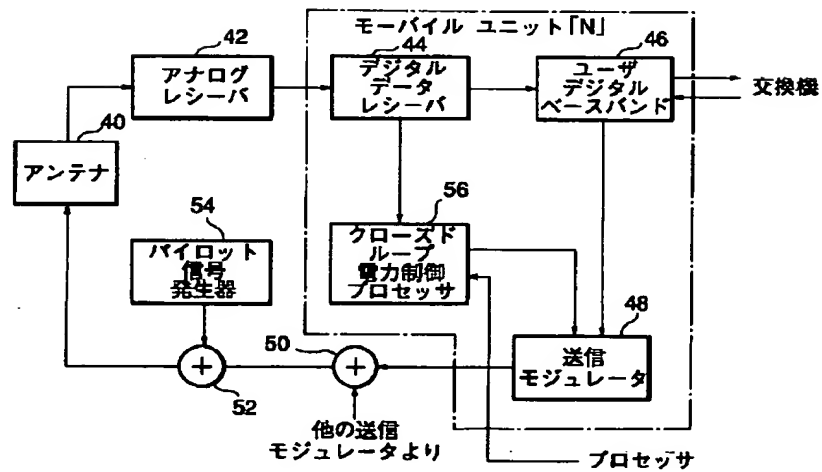
【図2】



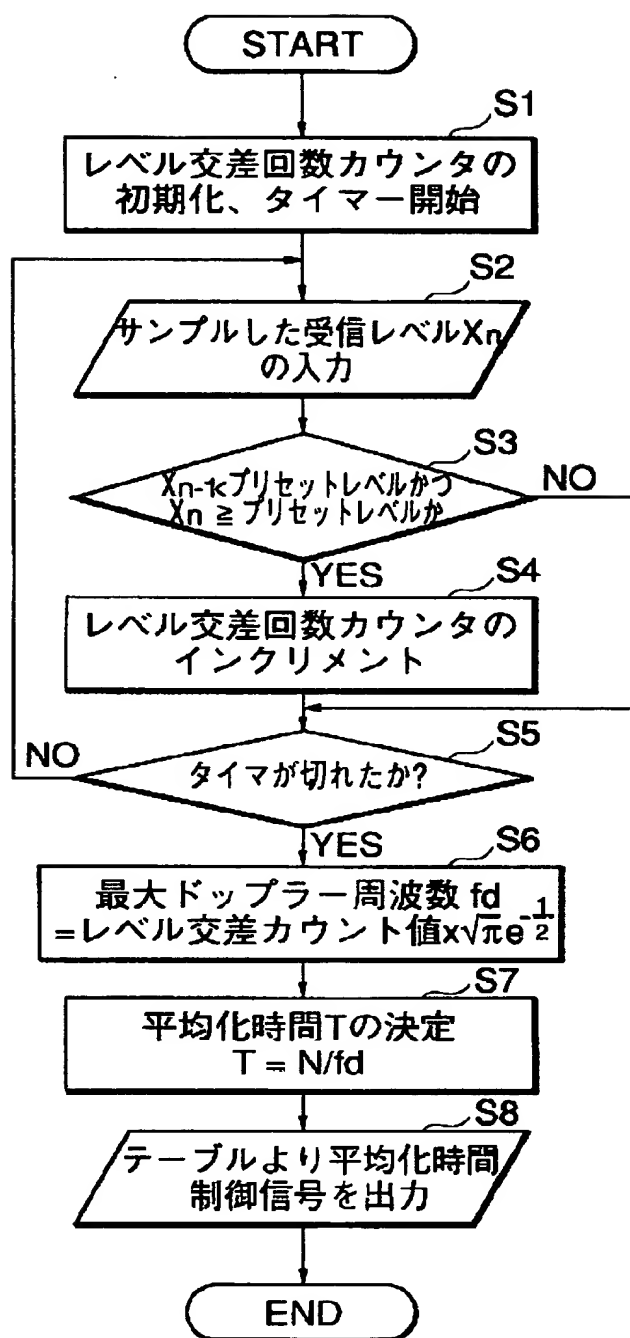
【図3】



【図5】



【図4】

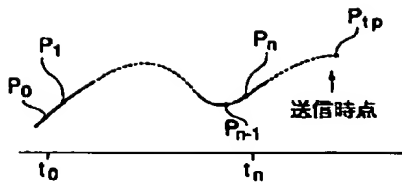


```

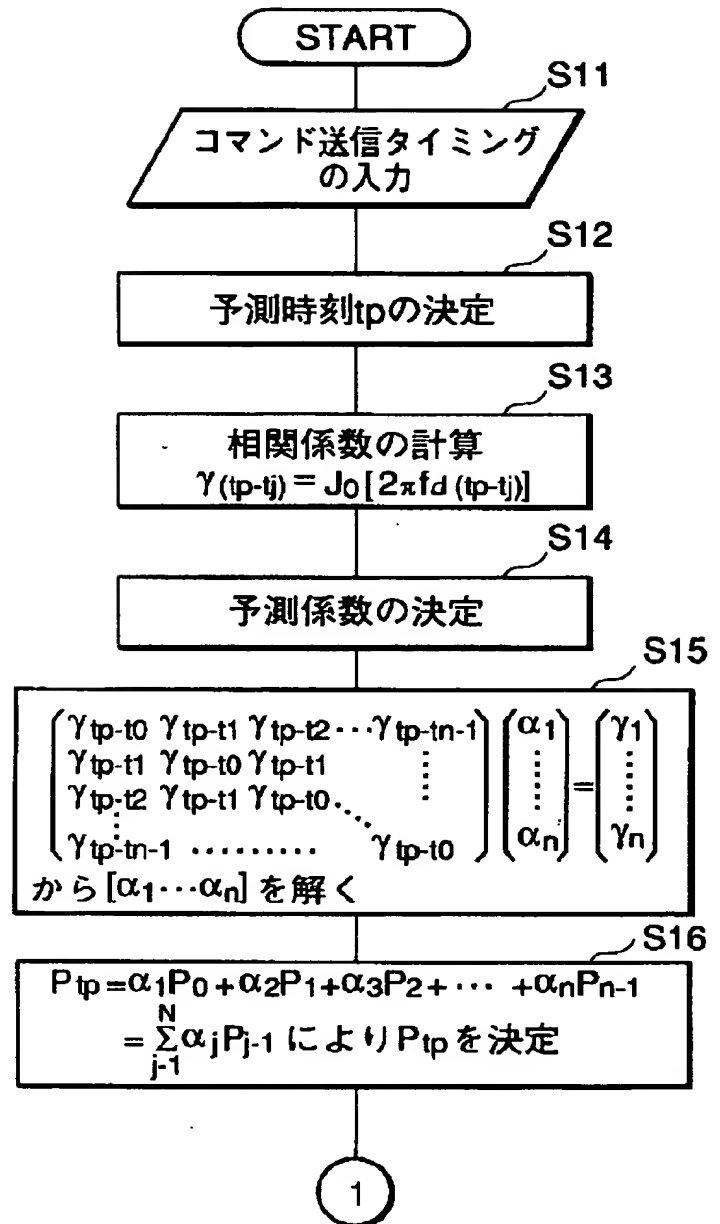
graph LR
    A[アナログレシーバより] --> B[A/Dコンバータ 62]
    B --> C[PN相関器 66]
    D[PN発生器 64] --> C
    C --> E[アダプタール変換フィルタ 68]
    E --> F[ユーザデコーダ 70]
    F --> G[受信レベル]
    F --> H[ユーザデータ]

```

【図8】



【図9】



時間で平均処理し、平均信号レベルを得る平均化手段と、
得られた平均信号レベルに応じて、送信電力を制御する送信電力制御手段と、
サーチチャレシーバからの信号レベルの変化からフェージング速度を検出するフェージング速度検出手段と、
得られたフェージング速度に応じて上記平均化時間を変更する平均化時間制御手段と、
を有することを特徴とする移動体通信における送信電力制御装置。

【請求項7】 基地局と移動機との間の移動体通信における移動体側の送信電力を制御する送信電力制御システムであって、
基地局側は、
移動機から送られてくる電波の受信信号レベルを検出する信号レベル検出手段と、
得られた受信信号の信号レベルの履歴を記憶する履歴記憶手段と、
記憶されている履歴から所定時間後の受信信号の信号レベルを予測する予測手段と、
予測される信号レベルに応じて、信号送信側における送信電力制御についての電力制御コマンドを作成する作成手段と、
作成された電力制御コマンドを送信する送信手段と、
を有し、
移動機側は、
受信信号の中からパイロット信号を抽出すると共に、抽出したパイロット信号の信号レベルを検出するサーチチャレシーバと、
このサーチチャレシーバからの信号レベルを所定の平均化時間で平均処理し、平均信号レベルを得る平均化手段と、
平均信号レベルに応じて、送信電力を決定すると共に、電力送信コマンドに応じて、決定された送信電力を変更する送信電力制御手段と、
を有することを特徴とする移動体通信における送信電力制御システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、CDMA（符号分割多元接続）方式による移動体通信における送信電力制御に関する。

【0002】

【従来の技術】近年の電子通信技術の進歩に伴い、自動車電話、携帯電話等の移動体通信が広く普及してきている。そして、この移動体通信の分野においても、デジタル通信が検討され、各種の通信方式が検討されている。このような方式の1つとしてCDMA（符号分割多元接続）方式があり、同一周波数範囲に複数の移動機を割当てられること、秘密保持が容易であることなどの特徴を

持つことから注目を集めている。

【0003】このCDMA方式（特に、直接拡散スペクトル拡散：DS/SSを用いるCDMA方式）では、通常の電波通信を行う送信機、受信機、変復調装置の他に、PN符号などによりスペクトル拡散を行う拡散手段が必要であり、PN符号を逆拡散するための逆拡散手段が必要である。

【0004】そして、CDMA方式では、同一周波数帯域にある複数の拡散信号の中から特定の符号でスペクトル拡散されている信号を取り出し、復調する必要がある。CDMAシステムにおいて、基地局から移動機への伝送（フォワードリンク）では、移動機が基地局を識別できるように、基地局毎に異なる位相シフトを有する擬似ランダム符号を拡散符号としており、また各チャネルは直交関数（相互相関が0の関数）により多重化されて伝送される。その中にはパイロット信号も含まれており、移動機はこのパイロット信号を初期捕捉・同期のために用いる。

【0005】また移動機から基地局への伝送（リバースリンク）では、オフセットのない擬似ランダム符号と、ユーザ毎に指定された擬似ランダム符号とを接続したものを拡散符号としている。各移動機は、基地局との距離がまちまちであるため、基地局において全ての移動機の送信信号同士の同期を取ることは困難であり、各移動機間の直交性を維持することは不可能である。拡散符号は、このような点も考慮して決定されているため、単に重なり合う位置がシフトしただけであれば相互干渉は十分小さい。ところが、このような干渉だけでなく、基地局における移動機からの受信電力に大きな違いがあると、小さい受信電力であった移動機にとって、大きな受信電力であった移動機の電力が大きな干渉を与えることとなる。このような状況においては、同時に通話可能な移動機の数が少なくなってしまう。このため従来の装置においても、各移動機からの受信電力の強度が一定となるようにするための送信電力制御手段を有している。

【0006】ここで、移動体通信における受信電力の変化には、電波伝搬経路の距離に基づくロス（パスロス）や伝搬経路に存在するビル等の電波遮蔽物に伴うロス（シャドウイング）等の移動機側、基地局側で同じものと、レイリーフェージングなどに起因する移動機側と基地局側では異なるものがある。

【0007】移動機側と基地局側で同一の強度変化を生じるものについては、移動機において基地局からの送信電波の受信電力強度を計測し、これをレイリーフェージングの影響を除去できる位の時間で平均して平均化中央値を検出し、これに基づいて送信電波強度を制御することにより、基地局における受信電波強度を一定値に近付けている（これをオープンループ制御と呼ぶ）。具体的には、受信機の入力段にあるIF信号（受信した無線周波数信号（RF信号）をダウンコンバートした中間周波

数信号)のAGC回路(後段への過大な信号の入力を避けるため、入力信号強度に応じてアンプのゲインを制御する回路)のゲインについての信号と、バンドパスフィルタ(所望の周波数帯域のみを通過させるフィルタ)通過後の信号周波数帯域の信号強度から受信電力を検出し、これに応じて送信電力を制御している。

【0008】一方、移動機がビルの影から抜け出した時のように受信電力が急激に増大する場合があります、この場合には他の通信に大きな影響が出るため送信電力を速やかに減少させなければならない。そこで、このような場合に対処すべく、受信電力の増大に対しては上述の中央値を求めるための平均化時間を短く設定している。すなわち、送信電力の減少(受信電力の増大)に対しては、平均化時間を短く、送信電力の増大(受信電力の減少)に対しては平均化時間を長く設定し、オープンループの送信電力制御を行っている。

【0009】一方、レイリーフェージングなど移動機側と基地局側で電界強度が異なるものについては、オープンループ制御では対応することはできない。そこで、これに対処するために、基地局において各移動局からの受信電界強度を検出し、この受信電界強度に基づき、移動機側に送信電力を補正するためのコマンド(電力制御コマンド)を移動機に送る。そして、移動機が、この電力制御コマンドに基づいて、送信電力を制御することにより、基地局での受信電界強度を所望のものとしている(これをクローズドループ制御と呼ぶ)。電力制御コマンドは電力を上げるか下げるかを指令するもので、1.25msecに1回送信される。また、1回の制御で±1dB程度の制御をオープンループ電力制御のまわりで行っている。

【0010】このような送信電力制御を行うことにより、基地局における各移動機からの受信信号の強度を同等のものとして、これらの干渉を減少することができる。そこで、より多くの移動機との通信が可能となり、システムの容量を最大化することができる。

【0011】なお、CDMA方式の移動機側、基地局側(セルサイト)の送受信設備や従来の送信電力制御については、例えば米国特許5,103,459号公報や国際公開公報WO91/07037号公報等に表示されている。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、従来の送信電力制御にあつては、次のような問題点があった。

(A) 受信電力には、他の基地局からの送信信号も含まれており、特に基地局の管轄範囲(セル)の境界付近では、他の基地局からの送信信号強度が大きくなっている。そこで、対象とする基地局に対する送信電力制御が不適切なものになってしまう。なお、理論的には、クローズドループ制御によって、これを解消できるはずであるが、前述の様に電力制御コマンドによる1回のコマン

ドにより変更される電力量は限定されているため、補正限界を越える可能性がある。

【0013】(B) レイリーフェージングは移動機の速度によって異なるため、フェージングの速度によっては、平均時間が短すぎオープンループの送信電力制御がレイリーフェージングに追従してしまう可能性がある。なお、平均時間を長くし過ぎると、フェージング中央値の変化に追従できなくなる。

【0014】(C) 電力制御コマンドは、フォワードリンクにおける通常の通信データ中に挿入され、平均的に1.25msecに1回送られるが、その挿入位置(送るタイミング)はランダム化されている。また、リバースリンクにおいて無音期間では移動体は連続的に送信を行うのではなくバースト的な送信を行い、この送信タイミングもランダム化されている。例えば、20msecのフレームにおいて、1.25msec単位のスロットが16ヶ所存在するが、フルレートの場合は16ヶ所全てのスロットを送信し、1/2レートの場合、16ヶ所のうち8ヶ所にスロットを送信する。そしてそのスロットの位相はランダム化される。なお、伝送レートには、フルレート、1/2レート、1/4レート、1/8レートがある。このため、基地局が移動機からの受信電力を認識し、移動機に電力制御コマンドが受信されるまでの時間が変動する。そこで、電力制御コマンドに応じた送信電力制御が行われる時間は一定でなく、制御のタイミングがずれてしまい、正確な送信電力制御が行えない場合がある。特に、フェージング速度が早い場合には、この問題が大きくなる。

【0015】本発明は、上記課題に鑑みなされたものであり、移動機の状況に適応して好適な送信電力制御が行える移動体通信における送信電力制御装置およびそのシステムを提供することを目的とする。

【0016】

【課題を解決するための手段】本発明に係る移動体通信における送信電力制御装置は、受信信号の中から基地局ごとのパイロット信号を抽出すると共に、抽出したパイロット信号の信号レベルを検出するサーチレシーバと、このサーチレシーバからの信号レベルに応じて送信電力を制御する送信電力制御手段と、を有することを特徴とする。

【0017】また、受信信号の信号レベルを検出するレベル検出手段と、検出された受信信号の信号レベルを所定の平均化時間で平均処理し平均受信信号レベルを得る平均化手段と、得られた平均信号レベルに応じて、送信電力を制御する送信電力制御手段と、受信信号の信号レベルの変化からフェージング速度を検出するフェージング速度検出手段と、得られたフェージング速度に応じて上記平均化時間を変更する平均化時間制御手段と、を有することを特徴とする。

【0018】また、受信信号の信号レベルを検出するレ

ベル検出手段と、得られた受信信号の信号レベルの履歴を記憶する履歴記憶手段と、記憶されている履歴から所定時間後の受信信号の信号レベルを予測する予測手段と、予測される信号レベルに応じて、信号送信側における送信電力制御についての電力制御コマンドを作成する作成手段と、作成された電力制御コマンドを送信する送信手段と、を有することを特徴とする。

【0019】また、上記予測手段は、記憶されている履歴の内容から線形予測により予測を行うことを特徴とする。

【0020】また、上記フェージング速度検出手段は、受信信号レベルの変化状態を調べ、受信信号レベルが所定時間内に一定値と交差する回数に基づいて検出することを特徴とする。

【0021】また、受信信号の中からパイロット信号を抽出すると共に、抽出したパイロット信号の信号レベルを検出するサーチレシーバと、このサーチレシーバからの信号レベルを所定の平均化時間で平均処理し、平均信号レベルを得る平均化手段と、得られた平均信号レベルに応じて、送信電力を制御する送信電力制御手段と、サーチレシーバからの信号レベルの変化からフェージング速度を検出するフェージング速度検出手段と、得られたフェージング速度に応じて上記平均化時間を変更する平均化時間制御手段と、を有することを特徴とする。

【0022】また、本発明は、基地局と移動機との間の移動体通信における移動機側の送信電力を制御する送信電力制御システムであって、基地局側は、移動機から送られてくる電波の受信信号レベルを検出する信号レベル検出手段と、得られた受信信号の信号レベルの履歴を記憶する履歴記憶手段と、記憶されている履歴から所定時間後の受信信号の信号レベルを予測する予測手段と、予測される信号レベルに応じて、信号送信側における送信電力制御についての電力制御コマンドを作成する作成手段と、作成された電力制御コマンドを送信する送信手段と、を有し、移動機側は、受信信号の中からパイロット信号を抽出すると共に、抽出したパイロット信号の信号レベルを検出するサーチレシーバと、このサーチレシーバからの信号レベルを所定の平均化時間で平均処理し、平均信号レベルを得る平均化手段と、平均信号レベルに応じて、送信電力を決定すると共に、電力送信コマンドに応じて、決定された送信電力を変更する送信電力制御手段と、を有することを特徴とする。

【0023】

【作用】このように、本発明によれば、パイロット信号を用いて、受信電力を検出するため、移動機が現在通信を行なっている基地局のみの受信信号電力に対して、送信電力を制御することができ、適切な電力制御を行うことができる。また、フェージング速度を推定し、このフェージング速度に応じて受信信号電力の平均する時間を

決定するため、常に適切な時間で平均をすることができ、フェージングの電界中央値を推定することができる。このため、オープンループの制御が適切に行なえ、システムの干渉の増大を招くことなく送信電力を増大することができる。また、システムの干渉を増大させることなく、自局の伝送特性の劣化を防止することができる。

【0024】さらに、基地局側においては、基地局において受信する移動機からの電波の未来の状況を予測し、電力制御コマンドを送信するため、この電力制御コマンドに応じて送信電力を制御することにより、基地局側における受信電力の制御を正確なものとすることができる。そして、このような結果、送信電力制御が正確となり、伝送特性の向上並びに回線容量の増大が達成される。

【0025】

【実施例】以下、本発明の実施例について、図面に基づいて説明する。

【0026】移動機側の構成

図1は、本発明に係る送信制御装置が適用されている移動機の全体構成を示すブロック図である。図において、アンテナ10は、少なくとも通信に用いられている周波数を含む電波を受信し、あるいは放射するものである。このアンテナ10にはアナログレシーバ12が接続されており、アナログレシーバ12は受信電波を中間周波数に変換（ダウンコンバート）し、IF信号を得ると共に、所定周波数の信号を帯域のみ選択する。また、AGC手段によって、出力するIF信号の信号レベルを一定となる様に制御を行う。アナログレシーバ12には、デジタルデータレシーバ14が接続されており、デジタルデータレシーバ14はアナログ信号のデジタルデータへの変換、同期検波、スペクトル逆拡散等の処理を行う。デジタルデータレシーバ14にはユーザデジタルベースバンド回路20が接続されており、ユーザデジタルベースバンド回路20は、データ復調等を行い、ボコーダなどのインターフェースを通して、オーディオ信号を得る。そして、このオーディオ信号が、ハンドセット22に供給され、オーディオ信号の再生が行われる。すなわち、ハンドセット22のスピーカから受信した音声が出力される。

【0027】一方、ハンドセット22はマイクロホンも設けられており、音声信号はオーディオ信号としてユーザデジタルベースバンド回路20に供給される。ユーザデジタルベースバンド回路20では音声符号化などのインターフェースを通し、送信モジュレータ24に接続され、ここでA/D変換、変調（例えば、QPSK変調等）、スペクトル拡散（例えば、PN符号による直接拡散）等の処理が行われる。そして、送信モジュレータ24には、送信電力コントローラ26、28が直列接続されており、ここで所定のゲインの増幅処理が行われ、ア

ンテナ10より送信される（通常は、アップコンバートされた後、送信される）。

【0028】パイロット信号の利用

また、アナログレシーバ12には、サーチレシーバ30が接続されており、ここで受信信号中に含まれるパイロット信号を抽出し、この信号強度を検出する。このパイロット信号は、移動機における基地局の初期捕捉等に用いるための信号であり、各基地局で同一のPN符号が用いられているが、異なるシフト量の符号を与えているため、これに基づいて識別が可能となる。また、このパイロット信号はウォルシュ関数により通信データ等に多重化されており、通常WO（No. 0のウォルシュ関数）が割り当てられる。WOは全て1から構成されており、これを掛けたものは元の信号と同じになる。そのためPN符号の相関操作のみによって、パイロット信号レベルを知ることができる。ここでのパイロットレベルの測定は、パスダイバシティを用いて行っている。これは、移動体通信において、しばしば多重伝送遅延に起因する周波数選択性フェージングを、拡散符号の分解能で分離し、その分離したレベルの大きいものにはより大きな重み付けを行って、時間を合わせて合成する技術である。このパスダイバシティを用いることにより、精度の高いパイロットレベルの測定ができる。そして、サーチレシーバ30は複数の基地局からのパイロット信号の信号レベルを比較し、基地局の変更のための信号などを生成する。

【0029】本実施例においては、サーチレシーバ30には、コントロールプロセッサ32が接続されており、ここにパイロット信号のレベルについての信号が供給される。また、このコントロールプロセッサ32には、アナログレシーバ12からのAGCのゲインについての信号と、デジタルデータレシーバ14からの電力制御コマンドについての信号も供給されている。

【0030】そして、コントロールプロセッサ32は、アナログレシーバ12からのAGCゲインと、サーチレシーバ30からのパイロット信号のレベルの両方から受信したパイロット信号のレベルを知る。そして、コントロールプロセッサ32は得られた受信強度からアナログのレベル制御信号を生成し、これによって送信電力コントローラ28における出力信号の電力を制御する。また、コントロールプロセッサ32は、デジタルデータレシーバ14から供給される電力制御コマンドから基地局側から送られてくる送信電力制御についての内容を知り、これに応じて、送信電力コントローラ26を制御する。このようにしてコントロールプロセッサ32により、オープンループおよびクローズドループの送信電力制御を行うことができる。

【0031】送信電力制御のための構成

図2に、送信電力制御のための部材を示す。このようにアナログレシーバ12は、ダウンコンバータ12a、バ

ンドパスフィルタ12b、IFアンプ12c、AGCディテクタ12dからなっている。そこで、アンテナ10から供給されるRF信号は、ダウンコンバータでIF信号に変換され、バンドパスフィルタ12bにより通信に利用されている周波数帯域の信号が選択される。バンドパスフィルタ12bの出力は、IFアンプ12cによりほぼ一定のレベルのIF信号とされてデジタルデータレシーバ14のA/D変換器に供給される。また、IFアンプの出力レベルを制御するためにAGCディテクタ12dが設けられており、このAGCディテクタ12dがIFアンプ12cの出力レベルを検出し、これに応じてIFアンプ12cのゲインをフィードバック制御している。

【0032】そして、このAGCディテクタ12dは、フィードバックするゲインについての信号をコントロールプロセッサ32に供給する。そこで、コントロールプロセッサ32はサーチレシーバ30から供給されるパイロット信号のレベルとAGCゲインについての信号の両方から受信したパイロット信号のレベルを認識することができる。特に、このパイロット信号のレベルは、上述のようにサーチレシーバ30において基地局ごとに分離して認識される。そこで、ここで得られる受信電力は、他の基地局からの信号を除外したものであり、通信を行っている基地局からの信号の受信電力を正確に知ることができる。従って、複数の基地局のからの信号のレベルが大きくなるセル（1つの基地局が管轄するエリア）の境界付近であっても、対象となる基地局からの受信信号レベルの正確な検出が行え、この検出結果と望ましい移動機レベルとの差の信号を送信電力コントローラに供給することにより、好適な送信電力制御を行うことができる。

【0033】コントロールプロセッサ32は、得られた受信電力に応じて送信電力コントローラ28を制御するが、この送信電力コントローラ28はIFアンプ28aとこのゲインをコントロールするゲインコントローラ28bからなっている。そして、コントロールプロセッサ32から供給されるゲイン制御信号に基づき、ゲインコントローラ28bがIFアンプ28aのゲインをコントロールする。

【0034】ここで、本実施例においては、コントロールプロセッサ32はゲイン制御信号の他に、時定数制御信号もゲインコントローラ28bに供給する。そして、ゲインコントローラ28bは、図3に示すように、可変抵抗R1、R2と、ダイオードD1、D2と、コンデンサCを有している。また、可変抵抗R1とダイオードD1の直列接続と、可変抵抗R2とダイオードD2の直列接続とが並列に接続されており、可変抵抗R1R2にゲインコントロール信号が入力され、ダイオードD1、D2がコンデンサCおよびIFアンプ28のゲイン制御端に接続されている。そこで、ゲイン制御信号の電位が増

加する際にはR1、Cの値によって定まる時定数でIFアンプ28のゲインを制御する信号の電位が上昇し、ゲイン制御信号の電位が減少する際にはR2、Cの値によって定まる時定数でIFアンプ28のゲインを制御する信号の電位が降下する。このため、R1とR2の値を異なるものにすることによって、ゲイン制御信号に対する送信電力の応答を異なるものにできる。電力増大方向の時定数R1Cは、電力減少方向の時定数R2Cより大きく設定される。例えばR1=10R2と設定される。

【0035】さらに、可変抵抗R1、R2は上記の関係を維持したまま、時定数制御信号により、その抵抗値が変更可能になっている。そこで、コントロールプロセッサ32からの指令のより、受信電力に対する応答の早さを変更できる。そして、本実施例では、コントロールプロセッサ32は、受信電力の変化からフェージング速度を検出し、これに応じて、R1、R2の抵抗値を変更して、この回路における時定数を変更し、ゲイン制御信号に対する送信電力コントローラ28の応答を制御する。

【0036】フェージング速度の検出

そこで、コントロールプロセッサ32におけるフェージング検出の動作について図4に基づいて説明する。

【0037】まず、レベル交差回数カウンタの初期化（リセット）をすると共に、カウント周期を規定するタイマーの動作を開始する（S1）。そして、入力されてくる受信電力についての値 x_n を入力し、前回の値 x_{n-1} < プリセットレベル、かつ $x_n \geq$ プリセットレベルかを判定する（S3）。すなわち、予め決定されているプリセットレベル未満の値から以上の値に変化したか否かを判定することによりレベル交差があったか否かを判定する。そして、YESであれば、レベル交差回数カウンタの値をインクリメント（1加算）する（S4）。一方、S3において交差していなかった場合には、このS4を迂回する。次に、タイマーが切れたか否か（タイマーの値をチェックし、1回のカウント周期が経過したか）を判定し（S5）、切れていなかった場合には、S2に戻りレベル交差のカウントを繰り返す。なお受信レベル x_n は、パイロットレベルを1msec位平均化したものであり、また、タイマーの期間は、例えば、1秒に設定すれば良い。

【0038】このようにして、所定時間内におけるレベル交差の回数がカウントされるため、次に最大ドップラ周波数 f_d を求める（S6）。この最大ドップラ周波数は、レベルの交差カウント値 $\times \pi^{1/2} e^{-1/2}$ によって求める。これは、自動車等の相当速度で走行する移動機におけるフェージングでは、フェージング速度が最大ドップラ周波数に対応する場合が多く、レベル交差回数と最大ドップラ周波数に上述の関係があることが知られているからである。なお、これについては、例えば（社）電子情報通信学会、昭和61年10月1日発行「移動通信の基礎」などに示されている。

【0039】そして、求められた最大ドップラ周波数 f_d からフェージングの中央値を求めるのに適した平均化時間Tを決定する。例えば、 $T = N / f_d$ という式によって決定すれば良い。ここで、Nは、定数であり、36位が適していると言われている。このようにして、平均化時間Tが求められた場合には、これに応じてテーブルより時定数制御信号を求めこれを出力する（S8）。

【0040】すなわち、図3における可変抵抗R1、R2の値を $R1 = T / C$ 、 $R2 = T / 10C$ に従って変更し、この回路の時定数をゲイン制御信号が時間Tをもって平均されるようにする。移動機の移動速度が緩慢な場合は平均時間が長くなり過ぎるので上限を設ける（例えば10秒）。そして、このようにして時定数が設定された回路により平均されたゲイン制御信号によってIFアンプ28aのゲインを制御する。

【0041】このように、本実施例では、フェージング速度（最大ドップラ周波数）を求め、これに応じて平均化時間Tを変更するため、常に平均化時間Tを最適のものとすることができる。そこで、平均化時間が短すぎ、オープンループの送信電力制御がフェージングに追従してしまうことを防止でき、またかつフェージング速度が速い時には、平均化時間を短くして、オープンループの送信電力制御の応答の早いものとすることができる。なお、上述の例では、フェージング速度として最大ドップラ周波数を用いたが、他のフェージングであってもそのフェージング速度を検出することができれば、これに応じて平均化時間を制御することができる。さらに、コントロールプロセッサ32は、受信電力をパイロット信号のレベルから検出したが、これに限らず、アナログレシーバから出力されるIF信号のレベルによって受信電力を検出することもできる。

【0042】基地局側の構成

次に、基地局側の通信装置の構成について、図5に基づいて説明する。アンテナ40には、アナログレシーバ42が接続されており、この受信電波がアナログレシーバ42に供給され、IF信号が出力される。アナログレシーバ42からのIF信号はモバイルユニット「N」

（モバイルユニットは、通信を行う移動機の数に対応して設けられており、Nは、その中の1つを特定する符号である）のデジタルデータレシーバ44に供給される。そして、デジタルデータレシーバ44から出力される逆拡散等の処理を受けた信号は、ユーザデジタルベースバンド回路46を介し交換機に供給される。

【0043】また、交換機からの信号は、ユーザデジタルベースバンド回路46から送信モジュレータ48に供給され、ここで変調、スペクトル拡散等の処理を受ける。送信モジュレータ48から出力される送信信号は、加算器50において他の送信モジュレータからの信号と多重化され、加算器52においてパイロット信号発生器54からのパイロット信号が多重化された後アンテナ4

0に供給されここより送信される。そして、基地局側においては、クローズドループ電力制御プロセッサ56が設けられており、デジタルデータレシーバ44から供給される移動機についての受信信号レベルから、その移動局が送信を行う際に使用すべき送信電力を計算し、電力制御コマンドを作成する。そして、クローズドループ電力制御プロセッサ56は、この電力制御コマンドを送信モジュレータ48に供給し、送信モジュレータ48が電力制御コマンドを送信信号中に挿入する。

【0044】ここで、デジタルデータレシーバ44の構成を図6に示す。このようにアナログレシーバ42からのIF信号が入力されるA/Dコンバータ62と、所定のPN符号を発生するPN発生器64と、このPN発生器64から供給されるPN符号との相関を行なうPN相関器66と、PN相関器66から出力される相関信号をアダマール変換し、ウォルシュ符号化を解くアダマール変換フィルタ68と、データの復調を行うユーザデコーダ70からなっている。そして、アナログレシーバ42より供給されるIF信号は、A/Dコンバータ62によってデジタルデータに変換され、PN相関器66に供給される。このPN相関器66はPN発生器64から供給されるモバールユニット「N」が通信を行っている移動機に割り当てられたPN信号と受信信号の相関を求めるものである。すなわち、PN符号によってスペクトル拡散されていた信号の中から、特定のPN符号の相関信号を取り出し、スペクトル逆拡散を行う。これにより多元接続されていたデータからユーザチャネルは抽出される。次に、逆拡散して得られた信号は、アダマール変換フィルタ68によって、ウォルシュ符号化が解かれ、最大値から元のデータが得られる。このデータは、ユーザデコーダ70に供給される。ユーザデコーダ70は、送信側でたたみ込み符号化したものに対する最ゆう復号を行い、ユーザデータを得る。またユーザデコーダ70は復号データレベルをシンボル単位で出力する。

【0045】そして、この復号データレベルは、クローズドループ電力制御プロセッサ56に供給され、ここにおいて電力制御コマンドを作成するのに利用される。

【0046】次に、図7にクローズドループ電力制御プロセッサ56の構成を示す。このように、復号データレベルは電力平均演算器80に供給され、ここで電力平均を計算する。電力平均は、周知のデジタル処理でスロット単位(1.25 msec)で行われる。そして、この電力平均演算器80からの出力はコンパレータ82において、基準電力レベルと比較される。また、復号データレベルはスレッシュホールド検出器84にも供給され、ここにおいて、所定のスレッシュホールド以下の電力値は0に置き換えられる。これは、移動機からの送信は1.25 msecのスロット単位でパースト的に行われる場合もあるため、送信がなされていなかった時のデータを取り込まないようにするためである。そして、このスレッシ

ョールド検出器84の出力は、バッファメモリ86に供給され、このバッファメモリ86において所定期間の復号データ電力レベルがシンボル単位で複数記憶される。そして、このバッファメモリ86の電力の履歴は、予測器88に供給され、予測器88は電力の履歴から所定時間先における受信電力の予測を行う。そして、この予測器88によって予測された受信電力の値はコンパレータ90に供給され、ここにおいて基準電力レベルと比較される。

【0047】そして、コンパレータ82とコンパレータ90の比較結果の信号はアンドゲート92を介して電力制御コマンド発生器94に供給される。従って、コンパレータ82、90の両者の比較結果に応じて電力制御コマンド発生器94が電力制御コマンドを生成する。すなわち、電力平均演算器80のスロット単位の電力値と、予測器88のシンボル単位の予測値が両者とも基準レベル以下の時、コンパレータ82、90の両者の出力は移動機送信電力を増加させるための信号となり、両者の出力がHとなり、アンドゲート92からHの信号が出力され、これによって電力制御コマンド発生器94が電力を増加させることのコマンドを作成する。移動機はこのコマンドをもとに送信電力を所定レベル増大させ、その移動機からの基地局での受信レベルは増大される。

【0048】受信電力の予測

次に、予測器88における予測について説明する。例えば、図8に示すように、受信電力Tが、時間tにより図のように変化したとする。この場合、時間 $t_0 \sim t_n$ のそれぞれの電力は $P_0 \sim P_n$ となる。

【0049】一方、電力制御コマンドは、上述のように、送信信号中にランダムに挿入されるため、移動機に向けて送信される時間が一定ではない。そこで、予測器88は、送信モジュレータ48から電力制御コマンド挿入のタイミングについての信号を貰い、これと移動機における制御遅延(移動機が電力制御コマンドを受信してから実際に電力制御が行われるまでの遅延時間)から作成した電力制御コマンドによって実際に制御される時間を判定する。すなわち、現在の時刻が t_n であり、実際の制御が行われるまでの時間が Δ であったとすれば、時刻 $t_n + \Delta = t_p$ における受信電力 $P_{t,p}$ を予測する。

【0050】次に、この予測について、図9のフローチャート図に基づいて説明する。まず、コマンド送信モジュレータ48におけるデータからコマンド送信タイミングを入力する(S11)。そして、このコマンド送信タイミングから移動機がこのコマンドによって送信電力を制御する時間(予測時間 t_p)を決定する(S12)。

【0051】次に、線形予測によって、電力の予測をするために、相関係数を求める。(S13)。この例では、フェージングがレイリーフェージングであると仮定し、 $2\pi f_d(t_p - t_j)$ についてのベッセル関数を計算することによって相関係数 $\gamma(t_p - t_j)$ を計算

する。

【0052】

$$y(t_p - t_j) = J_0 [2\pi f_0 (t_p - t_j)]$$

ここで、 f_d は、最大ドップラ周波数であり、 t_j は $j = 0 \sim n$ の受信電力が得られる各時間を表している。そして、予測係数 $\alpha_1 \sim \alpha_n$ を決定し (S14)、予測誤*

$$\begin{pmatrix} \gamma_{tp-t0} & \gamma_{tp-t1} & \gamma_{tp-t2} \\ \gamma_{tp-t1} & \gamma_{tp-t0} & \gamma_{tp-t1} \\ \gamma_{tp-t2} & \gamma_{tp-t1} & \gamma_{tp-t0} \\ \gamma_{tp-t3} & \gamma_{tp-t2} & \gamma_{tp-t1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \gamma_{tp-tn-1} & \gamma_{tp-tn-2} & \gamma_{tp-tn-3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \alpha_4 \\ \vdots \\ \alpha_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \gamma_3 \\ \gamma_4 \\ \vdots \\ \gamma_n \end{pmatrix}$$

ここで、 γ_0 は時刻 $t_p - t_0$ のもの、 γ_1 は時刻 $t_p - t_1$ のもの、 \dots 、 γ_{n-1} は時刻 $t_p - t_{n-1}$ のもの、 γ_n は時刻 $t_p - t_n$ のものを表す。

【0054】次に、算出された $\alpha_1 \sim \alpha_n$ を基づき、 $P_{tp} = \alpha_1 P_0 + \alpha_2 P_1 + \alpha_3 P_2 + \dots + \alpha_n P_{n-1}$

より P_{tp} を計算する (S16)。このようにして所定の時刻 t_p における受信電力 P_{tp} を予測することができる。

【0055】従って、図7における予測器88は、この予測電力値をコンパレータ90に送る。

【0056】このように、その時の電力値と、予測による電力値の両方共に、電力増大になるときのみ電力増大を要求する電力制御コマンドを送信するのは、誤って電力を増大した場合の悪影響の方が誤って減少した場合より大きいからである。なお、予測値のみの判断結果から電力制御コマンドを作成しても良い。

【0057】他の実施例

次に、図10に、本発明の変形例を示す。この例では、図1のものとは比べ、デジタルデータレシーバ16、ダイバーシチコンバイナ18が追加されている。このように、デジタルデータレシーバを2つ設けるのは、パスタダイバーシチ受信を達成するためであり、両者が異なるタイミングで同一のPN符号についてスペクトル逆拡散を行うことで、別の経路(パス)で到達した同一の信号を取り出すことができる。そして、2つのデジタルデータレシーバ14、16は、ダイバーシチコンバイナ18に接続されており、ダイバーシチコンバイナ18は、供給される2つの信号を同期をとって加算する。すなわち、経路差分に対応した到達時間の差を補償し同一位相で加算を行う。これによって、2つのパスで移動機に到達した信号を加算することができ、受信信号のエネルギーを増大させることができる。ここで、この加算は単純

*差の自乗平均が最小となる予測係数 $\alpha_1 \sim \alpha_n$ を次式を解くことにより求める (S15)。

【0053】

【数1】

$$\begin{pmatrix} \gamma_{tp-tn-1} \\ \gamma_{tp-tn-2} \\ \gamma_{tp-tn-3} \\ \gamma_{tp-tn-4} \\ \vdots \\ \gamma_{tp-t0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \alpha_4 \\ \vdots \\ \alpha_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \gamma_3 \\ \gamma_4 \\ \vdots \\ \gamma_n \end{pmatrix}$$

な加算ではなく、より確かな信号の方にウェイトを大きくする重み付け加算とすると良い。これによって、好適な信号エネルギーの増大化が図れる。

【0058】そして、本実施例では、ダイバーシチコンバイナ18からの出力信号をコントロールプロセッサ32に入力している。そこで、このコントロールプロセッサ32は、重み付け加算された後の受信電力の変化から、フェージング速度を推定することができる。ただし、この場合、図4の最大ドップラを求める式をダイバーシチ受信を考慮した式に変型する必要がある。従って、より精度の高いフェージング速度の推定が行え、これに応じて送信電力コントローラ28における平均化時間の制御が行える。なお、この例では、コントロールプロセッサ32による送信電力コントローラ28におけるゲインの設定も、パスタダイバーシチコンバイナ18から供給される信号のエネルギーと、アナログレシーバ12から供給されるAGCゲインの2つから算出している。

【0059】図11は、基地局側においても、パスタダイバーシチ受信を行う例である。従って、デジタルデータレシーバ93、ダイバーシチコンバイナ94が追加されている。そして、パスタダイバーシチ受信によるデータの復調が行われると共に、クローズドループ電力制御プロセッサ56において、重み付け加算が行われた後の相関信号から、フェージングを考慮した未来の受信電力を予測している。

【0060】なお、上述の実施例においては、フェージング速度として最大ドップラ周波数を用いたが、フェージング速度が推定できれば、他のフェージングにも適用することができる。さらに、電力の推定において、レイリーフェージングを前提にベッセル関数によって、相関係数を決定したが、他のフェージングであればそれに応じた関数を用いれば良い。他の関数はテーブル等で与えてもよい。すなわち、電力スペクトルを求め、これをフ

ーリ変換することによって、相関係数を求める式を決定することができる。さらに、予測は線形予測でなくとも、他の予測方法でも良い。

【0061】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、パイロット信号を用いて、受信電力を検出するため、移動機が現在通信を行なっている基地局のみの受信信号電力に対して、送信電力を制御することができ、適切な電力制御を行うことができる。また、フェージング速度を推定し、このフェージング速度に応じて受信信号電力の平均する時間を決定するため、常に適切な時間で平均をすることができ、フェージングの電界中央値を推定することができる。このため、オープンループの制御において誤りが少なく、システムの干渉の増大を招くことなく送信電力を増大することができる。また、システムの干渉を増大させることなく、自局の伝送特性の劣化を防止することができる。

【0062】さらに、基地局側においては、基地局において受信する移動機からの電波の未来の状況を予測し、電力制御コマンドを送信するため、この電力制御コマンドに応じて送信電力を制御することにより、基地局側における受信電力の制御を正確なものとすることができる。そして、このような結果、送信電力制御が正確となり、伝送特性の向上並びに回線容量の増大が達成される。

【図面の簡単な説明】

【図1】移動機側の全体構成を示すブロック図である。

【図2】同実施例の電力制御に関わる部材についてのブロック図である。

【図3】送信電力コントローラ28におけるゲインコントロールの機構を示す回路図である。

【図4】フェージング速度推定の動作を説明するフローチャートである。

【図5】基地局側の全体構成を示すブロック図である。

【図6】同実施例のデジタルデータレシーバ44の詳細を示すブロック図である。

【図7】クローズド電力制御プロセッサ56の詳細を示すブロック図である。

【図8】受信電力の予測を示す説明図である。

【図9】受信電力の予測の動作を示すフローチャートである。

【図10】移動機側の他の実施例の構成を示すブロック図である。

【図11】基地局側の他の実施例の構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

10、40 アンテナ
12、42 アナログレシーバ
14、16、44、93 デジタルレシーバ
18、96 ダイバースチコンパイナ
20、46 ユーザデジタルベースバンド
22 ハンドセット
24、48 送信モジュレータ
26、28 送信電力コントローラ
30 サーチャレシーバ
32 コントロールプロセッサ
50、52 加算器
54 パイロット信号発生器
56 クローズドループ電力制御プロセッサ
62 A/Dコンバータ
64 PN発生器
66 PN関連器
68 アダマール変換フィルタ
70 ユーザーデコーダ
80 電力平均
82、90 コンパレータ
84 スレッシュホールド検出器
86 バッファメモリ
88 予測器
92 ANDゲート
94 電力制御コマンド発生器

【手続補正2】

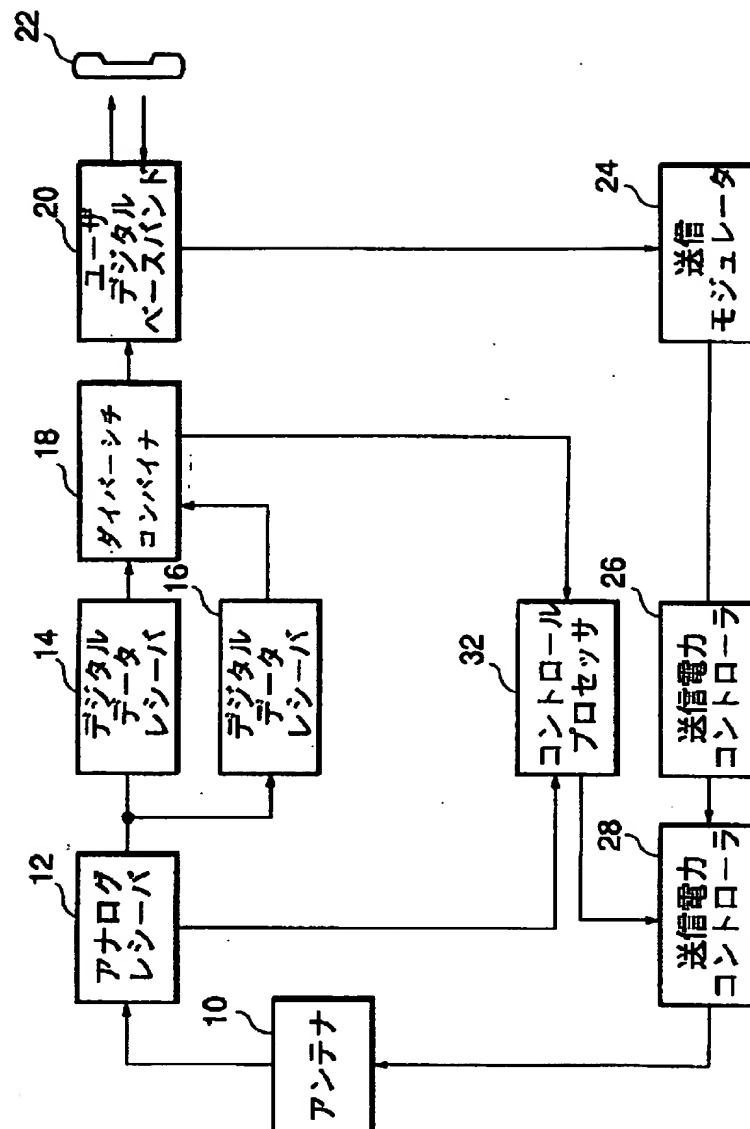
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図10

【補正方法】変更

【補正内容】

【図10】



【手続補正 3】

【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図 1 1

【補正方法】変更

【補正内容】

【図 1 1】

